

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公表特許公報 (A)

(11) 特許出願公表番号

特表平9-504673

(43) 公表日 平成9年(1997)5月6日

(51) Int.Cl.⁸

識別記号

庁内整理番号

F I

H 0 4 L 27/36

9297-5K

H 0 4 L 27/00

F

H 0 4 B 1/707

9297-5K

27/20

Z

H 0 4 L 27/20

8949-5K

H 0 4 J 13/00

D

審査請求 未請求 予備審査請求 未請求(全 47 頁)

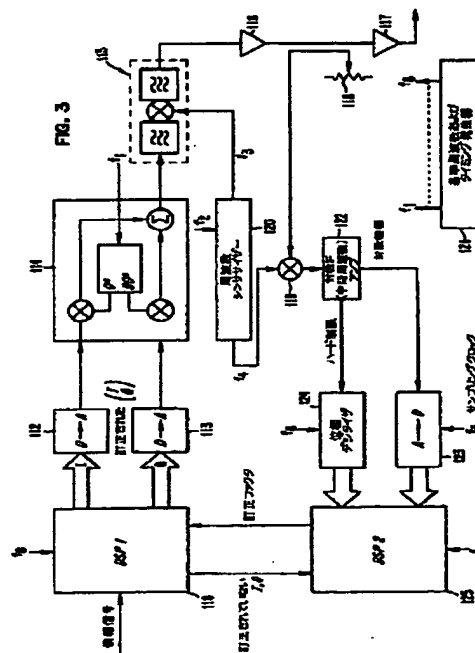
(21) 出願番号 特願平8-500794
(86) (22) 出願日 平成6年(1994)6月6日
(85) 翻訳文提出日 平成8年(1996)2月5日
(86) 国際出願番号 PCT/US94/06409
(87) 国際公開番号 WO95/34126
(87) 国際公開日 平成7年(1995)12月14日
(81) 指定国 AU, BR, CA, CN, DE, ES, FI, GB, JP, KR, NL, NZ, SE

(71) 出願人 エリクソン インコーポレイテッド
アメリカ合衆国27709 ノースカロライナ
州, リサーチ トライアングル パーク,
ピー. オー. ボックス 13969, ワン ト
ライアングル ドライブ (番地なし)
(72) 発明者 デント, ボール ダブリュ.
スウェーデン国 エス - 240 36 ス
テハグ, ステハグス プラストガード
(番地なし)
(74) 代理人 弁理士 浅村 皓 (外3名)

(54) 【発明の名称】 自己調節変調器

(57) 【要約】

自己調節直交変調器および変調方法がRF搬送波にデジタルデータを載せる精度を改善し、この変調器および方法はビタビエコー積分復調器を有するシステムおよび減算的CDMA技術を利用するシステムに特に有効である。この方法および装置は適当な変調評価受信機により自己の送信信号を受信し、受信機によって予想される理論的に完全な送信信号に対する変調誤りを決定する。測定された誤りを使用して変調を調節し、誤りを最小にする。変調評価受信機は対数-極座標信号処理を使用し、デカルト座標 I および Q 成分の代わりに位相および (対数) 振幅を測定し、これらをデカルト座標フォームに変換する。更に、変調評価受信機によって決定された訂正ファクタを高速ワルシュ変換によって発生された所定の変換成分により直接識別できる。



【特許請求の範囲】

1. 位相の合った変調波形サンプルおよび直交変調波形サンプルを数值的に発生し、数值的に発生された位相の合った変調波形サンプルおよび直交変調波形サンプルに訂正ファクタを加えるための第1デジタル信号処理手段と、

実質的にコサイン状の搬送波上に数值的に発生された位相の合った変調波形サンプルに対応する位相の合った変調波形を載せ、実質的にサイン状の搬送波に数值的に発生された直交変調波形サンプルに対応する直交変調波形を載せるための直交変調器と、

前記直交変調器の出力を所定の送信周波数にアップコンバートし、所定のパワーレベルに増幅するための送信手段と、

前記送信手段に結合されており、前記直交変調器のアップコンバートされ増幅された出力のサンプルを収集し、デジタル化するための変調評価受信手段と、

前記第1デジタル信号処理手段および前記変調評価受信手段と通信し、前記変調評価受信手段からの前記デジタル化されたサンプルおよび前記第1デジタル信号処理手段からの訂正されていない位相の合った変調波形サンプルおよび直交変調波形サンプルに基づき、訂正ファクタを決定し、かつこの訂正ファクタを第1デジタル信号処理手段に伝送するための第2デジタル信号処理手段とを備えた、正確に変調された信号を送信するための自己調節変調器。

2. 前記数值的に発生された位相の合った波形サンプルおよび直交波形サンプルを、前記直交変調器により前記搬送波に載せられる前記位相の合った変調波形および直交変調波形に変換するための、少なくとも1つのデジタル-アナログコンバータを更に含む、請求項1記載の自己調節変調器。

3. 前記デジタル-アナログコンバータが実質的に高度にオーバーサンプリングされたデルタ-シグマ変調を使用する、請求項2に記載の自己調節変調器。

4. 前記変調評価受信手段によって与えられる前記デジタル化されたサンプルが、交互に極座標フォーマットと対数-極座標フォーマットとにされたサンプルを含む、請求項1記載の自己調節変調器。

5. 前記第2デジタル信号処理手段が前記デジタル化されたサンプルをデカル

ト座標フォーマットに変換する、請求項4記載の自己調節変調器。

6. 前記位相の合った変調波形および直交変調波形がスペクトル拡散コード化信号を含む、請求項1記載の自己調節変調器。

7. 前記スペクトル拡散コード化信号が複数のスペクトル拡散コード化信号の合計を含む、請求項6記載の自己調節変調器。

8. 前記第2デジタル信号処理手段が前記訂正ファクタの決定の際にワルシュ変換を実行するための手段を含む、請求項7記載の自己調節変調器。

9. 前記スペクトル拡散コード化信号が複数の[128、7]ワルシュハッダマードコードワードを含む、請求項7記載の自己調節変調器。

10. 前記スペクトル拡散コード化信号が複数の[128、8]ワルシュハッダマードコードワードを含む、請求項7記載の自己調節変調器。

11. 前記第2デジタル信号処理手段が前記訂正ファクタの決定の際にワルシュ変換を実行するための手段を含む、請求項1記載の自己調節変調器。

12. 前記正確に変調された信号が直交位相シフトキーイング信号、オフセット直交位相シフトキーイング信号、整形オフセット直交位相シフトキーイング信号、直交振幅変調信号、オフセット直交振幅変調信号および整形オフセット直交振幅変調信号のうちの1を含む、請求項1記載の自己調節変調器。

13. (a) 訂正されていない、位相の合った変調波形サンプルおよび直交変調波形サンプルを数値的に発生する工程と、

(b) 前記訂正されていない位相の合った変調波形サンプルおよび直交変調波形サンプルに一組の所定の訂正ファクタを加え、訂正された位相の合った変調サンプルおよび直交変調サンプルを発生する工程と、

(c) 訂正された位相の合った変調サンプルに対応する、訂正された位相の合った変調波形を形成し、この訂正された位相の合った変調波形により実質的にコサイン状の搬送波を変調し、訂正された直交変調サンプルに対応する訂正された直交変調波形を形成し、この訂正された直交変調波形により実質的にサイン状の搬送波を変調し、変調されたコサイン状の搬送波と、変調されたサイン状の搬送波とを加算することにより、変調された出力信号を形成する工程と、

(d) 変調された出力信号を所定の所望する送信周波数にアップコンバートし

所定のパワーレベルに増幅する工程と、

(e) アップコンバートされ、増幅された変調出力信号のデジタルサンプルを収集する工程と、

(f) 訂正されていない位相の合った波形サンプルおよび直交波形サンプルにより、前記デジタルサンプルを処理し、訂正ファクタの更新された組を発生する工程と、

(g) 上記工程(a)、(b)、(c)および(d)を逐次繰り返す工程とを備えた、正確に変調された信号を送信するための自己調節変調方法。

14. 工程(b)前に、前記数値的に発生された位相の合った波形サンプルおよび直交波形サンプルをアナログフォームに変換するための工程を更に含む、請求項13記載の方法。

15. 前記変換工程が実質的に高度にオーバーサンプリングされたデルターシグマ変調を含む、請求項14に記載の方法。

16. 前記デジタル化されたサンプルが、交互に極座標表示と対数-極座標表示とを含む、請求項13記載の方法。

17. 工程(d)が交互の極座標表示と対数-極座標表示をデカルト座標表示に変換する工程を含む、請求項16記載の方法。

18. 前記正確に変調された信号がスペクトル拡散された信号を含む、請求項13記載の方法。

19. 工程(e)が前記訂正ファクタを決定するよう、前記デジタル化されたサンプルにワルシュ変換を実行する工程を含む、請求項18記載の方法。

20. 前記スペクトル拡散コード化信号が複数の[128、7]ワルシュ-ハッダマードコードワードを含む、請求項18記載の方法。

21. 前記スペクトル拡散コード化信号が複数の[128、8]ワルシュ-ハッダマードコードワードを含む、請求項20記載の方法。

22. 前記正確に変調された信号が直交位相シフトキーイング信号、オフセット直交位相シフトキーイング信号、整形オフセット直交位相シフトキーイング信号

、直交振幅変調信号、オフセット直交振幅変調信号および整形オフセット直交振幅変調信号のうちの1つを含む、請求項13記載の方法。

23. 工程(e)が前記訂正ファクタを決定するよう、前記デジタル化されたサンプルにワルシュ変換を実行する工程を含む、請求項13記載の方法。

【発明の詳細な説明】

自己調節変調器

本発明はデジタルデータ送信をするよう最適にされた無線送信機に関し、より詳細には、直交変調器により無線周波数搬送波にデジタルデータを載せることができる精度を改善することに関する。

無線周波数搬送波にデジタルデータを載せる精度を改善することは、コード分割マルチアクセス (CDMA) 変調におけるビタビ (viterbi) エコー積分復調器および減算復調における最近の開発に特に重要であり、かつ有効である。

背景

米国のみならず世界の他の国でも、セルラー電話産業は商業的に運用される段階に踏み出した。主要都市エリアにおける成長は予想をはるかに越えており、システムの容量よりも大きくなりつつある。この傾向が続けば急成長の影響は最小のマーケットにも及ぶことになろう。従って、容量を大きくするというニーズのみならず、高品質のサービスを維持し、価格の増大を避けるため、技術革新による解決が求められている。

世界中においてセルラーシステムにおける重要なステップの1つは、アナログ送信からデジタル送信へ転換することである。同様に、次世代のセルラー技術を実現するための有効なデジタル送信方式を選択することも重要である。更に、(快適に携帯でき、家庭、オフィス、道路、自動車等において呼び出しをしたり通話を受けるのに使用できるローコストのポケットサイズのコードレス電話を使用する) 第1世代のパーソナル通信ネットワーク (PCN) は、次世代のデジタルセルラーシステムインフラストラクチャおよびセルラー周波数を使用するセルラー搬送波によって提供されると広く信じられている。これら新システムで求められるキーとなる特徴は、トラフィック容量が大きいことである。

現在のところ、チャンネルアクセスは周波数分割マルチアクセス (FDMA) および時間分割マルチアクセス (TDMA) 方法を使用して行われる。第1(a)図に示されるように、FDMAでは通信チャンネルは単一の無線周波数バン

ドであり、このバンド内に信号の送信パワーが集中される。隣接チャンネルとの干渉は特定の周波数バンド内の信号エネルギーしか通過しないバンドパスフィルタを使用することによって制限される。従って、各チャンネルに別の周波数が割り当てられている場合、システム容量は利用可能な周波数のみならずチャンネルの再利用によって課される制限によっても限定される。

TDMAシステムでは、第1 (b) 図に示されるように、1つのチャンネルは同一周波数上の周期的な列の時間インターバル内のタイムスロットから成る。タイムスロットの各期間はフレームと称される。これらタイムスロットのうちの1つに、特定の信号エネルギーが限定される。隣接チャンネルの干渉は適当な時間に受信された信号エネルギーしか通過しない時間ゲートまたは他の同期化素子を使用することにより制限される。従って、別の相対的信号強度レベルからの干渉の問題が低減される。

TDMAシステムにおける容量は送信信号をより短いタイムスロットに圧縮することによって増加されている。この結果、タイムスロットが短くなったことに対応して、より速いバーストレートで情報を送信しなければならない、これにより比例して占有スペクトル量も増加する。従って、第1 (b) 図における占有周波数バンド幅は、第1 (a) 図の場合よりも広がっている。

FDMAまたはTDMAシステム、またはハイブリッドのFDMA/TDMAシステムでは、目標は2つの潜在的に干渉し合う信号が同時に同一周波数を占有しないように保証することである。これと対照的に、コード分割マルチアクセス (CDMA) 方法は、第1 (c) 図に示されるように、複数の信号が時間および周波数の双方で重なることを許容する。従って、すべてのCDMA信号は同一の周波数スペクトルを共用する。周波数領域または時間領域のいずれかにおいて、マルチアクセス信号が重なり合う。基本的には、送信すべき情報のデータストリームは疑似ランダムコード発生器によって発生されたより高いビットレートのデータストリームに載せられる。情報データストリームと高ビットレートは乗算される。このような高いビットレートの信号と低いビットレートのデータストリームとの組み合わせのことを、情報データストリーム信号のコード化または拡散と称する。各データストリームすなわちチャンネルにはユニークな拡散コードが割

り当てられる。複数のコード化された情報信号が無線周波数搬送波で送信され、受信機側で複合信号として共に受信される。コード化された信号の各々は周波数および時間の双方において他のコード化された信号のすべてだけでなく、ノイズに関連した信号とも重なり合う。複合信号とユニークな拡散コードのうちの1つとを相関化することにより、対応する情報信号を分離し、デコードする。

CDMA通信技術には多数の利点がある。まず、CDMAに基づくセルラーシステムの容量の限界はワイドバンドのCDMAシステムの性質、例えば改善されたコーディング利得／変調密度、音声アクティビティゲーティング (g a t i n g)、セクター化および各セルにおいて同じスペクトルを再使用することの結果として、現行のアナログ技術の容量の20倍にもなると予想されている。CDMAはマルチパスによる干渉を実質的に受けにくく、フェージングを解消し、都市エリアにおける性能を高めるのに決定的である。高ビットレートのデコーダによる音声のCDMA送信は、より優れたリアルな音質を保証する。更にCDMAは多数の異なるグレードの音質を提供できる可変データレートを可能にしている。CDMAのスクランブル化された信号フォーマットはクロストークを完全に解消し、通話の盗聴やトラッキングを極めて困難かつコストのかかるものとし、通話者のプライバシーを高め、空中時間フロードによる影響をより受けにくくする。CDMA通信の種々の特徴は、K. ギルハウゼン外、「セルラーCDMAシステムの容量について」、車両技術に関するIEEEトランザクション第40巻303～312頁(1991年5月)に記載されている。

デジタルデータ送信するよう最適化されたシステムでは、効率がよいために、各信号化インターバル中にM個の可能な信号のうちの1つを送信するM進法デジタル変調方法が使用されることが多い。一般に使用される方法は直交位相シフトキーイング(QPSK)であり、この方法では位相が直交する2つの同じ振幅の信号を搬送波に載せている。他の一般的な方法としてはオフセットQPSK(OQPSK)があり、この方法では変調された波形におけるある点での最大位相変化がQPSK波形における最大位相変化よりも小さくなっている。この結果、複合OQPSK信号はバンドパスフィルタ通過後のエンベロープの変動をより小さくでき、よってかかる信号のために求められる一定のエンベロープにより近似で

きる。QPSKおよびOQPSKは直交振幅変調 (QAM) の一種であることが理解できよう。これら変調法の種々の特徴は、例えばF. ストレムナー著、「通信システム入門」第2版、590～596頁、アジソンウェスレー出版社、米国マサチューセッツ州リーディング (1982年) およびS. グロンマイヤー外、「MSKおよびオフセットQPSK変調」、通信に関するIEEEトランザクション、COM-24巻、809～820頁 (1976年8月) に記載されている。

。

デジタル送信をするように最適にされたシステムの一例として、直交変調された信号の復調において、受信波と仮説的データパターン、例えばビタビ復調器により変調された理論波等を比較するCDMAシステムがある。かかるシステムの別の例としては、本願出願人に譲渡された米国特許第5,151,919号および第5,218,619号に記載されているように、まずより強力な信号を復調し、次に受信波からこの強力な信号を減算し、その後、他のより微弱な信号を復調するCDMAシステムがある。これら米国明細書のいずれも、参考例として引用する。

代表的な直交変調器はサイン波とコサイン波の直交位相を活用し、搬送波に2倍の情報レートを変調している。例えばコサイン波にデジタル情報データストリーム内の偶数ビットを変調し、サイン波にデジタル情報データストリーム内の奇数ビットを変調できる。コサイン波とサイン波の位相が正確に90°ずれていない場合、またはサイン波とコサイン波の振幅が正確に等しくない場合、または変調波が恐らくゼロであるかまたは他の理由により残留搬送波のリークがある場合には、直交変調器で誤りが生じ得る。当然ながら直交変調が変調された合成理論波と仮説データまたは既に受信したデータが一致する精度は、上記通信システムでは重要である。直交変調器の精度は、これまでは成分間を良好に一致させ、かつ残留ミスマッチ誤りを減少するようにトリミング調節することも組み合わせによって維持されてきた。

第2図に示される従来の直交変調器は、位相の合った (“in-phase”)、すなわちI変調器101と、直交 (“quadrature”)、すなわちQ変調器102と、両側波帯の抑制搬送波変調器101、102にそれぞれコサイン搬送波信号およびサイン搬送波信号を供給するための位相分割ネットワーク103を含む。理想

的にはネットワーク103によって得られる信号は $\cos(\omega t)$ および \sin

(ωt) である。ここで、 ω は搬送波信号の角周波数である。第2図には、IおよびQ変調信号を供給するためのIおよびQ変調信号発生器104と、I変調器101の出力とQ変調器102の出力を加算するための組み合わせネットワーク105と、I信号およびQ信号用の搬送波バランス／d. c. オフセット調節用のそれぞれのトリムポテンシオメータ106、107も示されている。更に第2図にはI信号およびQ信号をそれぞれ振幅マッチングするための別のトリムポテンシオメータ108、109も示されている。位相分割ネットワーク103はサイン搬送波信号とコサイン搬送波信号との位相差ができるだけ所望する 90° となるように、斜めの矢印が示すように調節可能でもある。

実際にI変調器101およびQ変調器102が集積回路技術により同じシリコンチップに製造されている場合、これら変調器は極めて良好にマッチングされるので、振幅調節用ポテンシオメータ108、109は不要となり得る。あるケースでも位相分割ネットワーク103の目的は、 4ω の周波数の信号、すなわち所望する搬送波周波数 ω の4倍の周波数の信号でスタートし、この 4ω 信号を使用して次のビットパターンを発生するデジタルロジックの4分回路をクロック制御することによって達成できる。

0011001100110011...

および

0110011001100110...

このパターンは位相が周期(90°)のちょうど $1/4$ である周波数 $1/4$ すなわち 4ω のビットレートの矩形波として認識できる。通常、IおよびQ変調器は正弦波信号の変わりに矩形波の搬送波信号でドライブすることが認められる。かかる 90° の位相のずれた信号を発生するデジタル方法は、何百MHzまでの周波数に対して実用的であるが、これより高い周波数では論理回路のローディングスピードに若干の差が生じると、このことが変調器の誤りの大きな発生源となり得る。

搬送波バランスおよび／またはd. c. オフセット調節は、IおよびQ出力に

変調発生器104がゼロ信号レベルを発生した時、IおよびQ変調器の搬送波周波数における対応する出力もゼロとなるように保証する。本質的にはこれを行う

にはI変調器101がゼロのI変調信号に対しゼロのコサイン信号出力を発生し、Q変調器がゼロのQ変調信号に対しゼロのサイン信号出力を発生することが必要である。I変調器のアンバランスはコサイン信号がゼロの時、実際にサイン信号を発生し、Q変調器のアンバランスはサイン信号がゼロの時、コサイン信号を発生し得ることは周知である。従って、I変調器からの小さなコサインのリークはQ変調器からのコサインのリークとバランスすることが望まれ、Q変調器からの小さなサインのリークはI変調器からのサインのリークとバランスすることが望まれることが多い。しかしながら、2つの調節用ポテンショメータ106、107を用いても、搬送波バランスはより容易に発生し得る。

変調の不正確さの他の原因は、変調器101、102内の非線形性および変調信号発生器104内の非線形性にある。発生器104はデジタル信号プロセッサによりIおよびQ変調信号のプリカーサ(precursor)を数値的に発生し、次にデジタル/アナログ(D/A)コンバータによりこれらプリカーサを必ず変調信号へ変換することが多い。I信号のD/AコンバータとQ信号のD/Aコンバータとの間の不一致またはその後のアンチエイリアシングフィルタ内の不一致も変調誤りの別の発生源となり得る。あるケースではデジタル信号プロセッサは変調器の非線形性を補償するよう、変調器101、102の非線形変換関数の逆数を利用して変調信号の予ひずみを計算する。高度にオーバーサンプリングされたデルタ変調を用い、D/A変換およびその後のアンチエイリアシングフィルタリングを簡略化するための技術も知られており、この技術によって上記変調誤りもある程度低減されている。かかる1つの技術が本願出願人に譲渡された「マルチモード信号プロセッシング」を発明の名称とする米国特許出願第07/967,027号に記載されている。

ナガタに付与された米国特許第4,985,688号は、増幅され、変調された出力信号を直交復調器へフィードバックする変調システムを開示している。信号は復調されてスレッシュホールド値と比較される。この比較に基づき、制御信号が発生され

、変調器に接続された増幅器の非線形のためのシステムを調節する。スレッショルドを越えると一見したところ通常の変調が中断され、周波数またはデータレート N 分の1の信号と置き換えられる。このナガタの特許も微分器、除算回路および

びクロック制御手段を使用することにより直交復調器の出力をサンプリングすべき時間をどのように決定するかを記載している。

このナガタの特許の装置は適応型の自己学習予ひずみ装置(adaptive, self-learning predistortion arrangement)としても説明できる。記載されているナガタの特許の目的はひずみ電力増幅器の後の出力が正しくなるように直交変調器への入力を逆に予めひずませることにある。他方、ナガタ特許の装置は直交復調器を使用して誤りを評価しているので、直交変調器内の誤りをほとんど訂正できず、上記のように復調器は変調器と同じタイプの誤りの問題を生じやすい。結局、完全な復調器を製造できれば、これを完全な変調器として使用することになる。

カーネイ(Carney)他に付与された米国特許第4,581,749号は、モバイル通信システムにおいて使用可能な周波数変調装置を開示している。ここでは変調された偏差量と所定の偏差値とを比較することにより角度変調誤りを制御する。ここに記載する自動変調誤り訂正システムは純粋な角度変調、特に二進連続位相周波数シフトキーイング(CPSK)を使った送信機用のものである。

カーネイ特許に記載されているシステムでは、2つの正しい値の間の周波数をデジタル的にスイッチングすることにより正確な変調インデックスを発生する。しかしながら、かかる変調は変化部をフィルタに通していないので、送信用に使用されない。送信波形はスペクトルを含むよう整形された1-0の変化を使用し、列内に十分な数の同じビットが生じると整形された変調信号の周波数偏差は整形されていない変調信号と同じ値に近づかなければならない。かかる同じビットのストリングの発生が検出されると、比較が行われ、この比較結果がフィードバック内で使用された変調インデックスを調節する。従って、カーネイ特許は変調が1または0の充分長いストリングとなる時に限り誤りを評価する。カーネル外に付与された米国特許第5,020,076号は、従来のように搬送波信号源をアナログ

F M変調することと、直交変調器を使用してこれを変調することの切り換え法を述べている。従来のF M変調を実行する際は、回路内に直交変調器が残され、直交変調器がF M信号をストレートに通過するよう、I および/またはQ変調信号は定数にセットされる。

タカイに付与された米国特許第4,856,025号は、デジタル無線通信を改善する

ための送信ダイバーシティ装置を記載している。特殊な波形および特殊な受信機を使用しているが、特殊な受信機は変調訂正システムに情報を与えるのに、送信機の変調精度を評価していない。

上記より、高度の変調精度はこれまで固定された不変の欠点を補償できる特殊な固定された、すべてに対し1回行われる調節と組み合わされた、良好な設計プラクティスによって得られていたことが理解できよう。変化する変調の正確さおよび誤りを連続して、かつ対話式に調節し、補償できることが極めて望ましい。

概要

本発明によれば、送信機が適当な受信機により自己の送信信号を受信し、受信機が期待する理論的なフォームに対する送信変調誤りを決定する。所望する理論的フォームへの収束が行われるまで、誤りを減少する方向に変調波に対し対話式に調節を行う。

1 実施例では、デジタル信号プロセッサがI およびQ変調波形を数值的に発生し、搬送波バランスを得るようにオフセットを加え、I およびQのマッチングを行うよう乗算的スケーリングを行い、 90° 位相分割誤りを補償するようにI およびQクロスカップリングすることにより数値調節を行う。この数値調節は送信機出力のサンプルに演算する変調評価受信機によって連続的に更新される。

特定タイプの変調機（または復調器）が特定タイプの変調の不正確さを受けやすい場合、この変調機は特に評価のため送信信号のうちのノイズのないサンプルが与えられる際に、数値調節を連続的に更新するのに必要な変調の特徴を測定し、レポートするようにできる。変調が直交または双直交コーディングを使用したスペクトル拡散信号であるシステムに対しては変調評価受信機が設けられる。

図面の簡単な説明

次に図面を参照して次の詳細な説明を読めば、本発明の特徴および利点が理解できよう。

第1(a) - (c) 図は、異なるマルチアクセス技術を使用したアクセスチャネルのプロットである。

第2図は、代表的な直交変調器の機能ブロック図であり、

第3図は、本発明にかかわるシステムの機能ブロック図である。

第4図は、CDMA信号をどのように発生するかを示している。

第5図および第6図は、CDMA信号をどのようにデコードするかを示している。

第7図は、減算的CDMA復調技術を示している。

第8(a) 図および第8(b) 図は、スペクトル拡散通信システムにおける送信機および受信機のブロック図である。

第9図は、整形されたオフセット直交振幅変調(SOQAM)の波形を示す。

詳細な説明

以下、ポータブルまたは移動無線電話および/またはパーソナル通信ネットワーク(PCN)に関連したセルラー通信システムに関連し説明するが、当業者であれば本発明は他の通信用途にも適用できることが理解できよう。更に、本発明は、減算的CDMA復調システムで使用できるが、他のタイプのスペクトル拡散システムの応用にも利用できる。

直交変調器の欠点

本発明の理解を助けるため、まず直交変調器で生じ得る欠点を分析する。

一方のチャンネルの利得が無変調Iチャンネル入力の振幅Iおよび無変調Qチャンネル入力の振幅Qの幾何学的相乗平均 $(I \cdot Q)^{1/2}$ よりもファクターAだけ大きく、他方のチャンネルの利得が $(I \cdot Q)^{1/2}$ よりもファクターAだけ小さくなるような利得のアンバランスをIおよびQチャンネルは有しており、更にコサイン搬送波信号およびサイン搬送波信号は正確に90°はずれておらず、一方の搬送波信号に位相誤り $+\delta\phi$ が存在し、ある平均位相に対する他方の搬送波信号に位相誤り $-\delta\phi$ が存在している場合、デカルト座標形式の変調器出力信号を次のよ

うに書くことができる。

$$A \cos(\omega t + \delta\phi) + (Q/A) \sin(\omega t - \delta\phi),$$

この式は次のように展開される。

$$\cos(\omega t) [\cos(\delta\phi) AI - (\sin(\delta\phi)/A) Q] + \sin(\omega t) [(\cos(\delta\phi)/A) Q - \sin(\delta\phi) AI]$$

$C = \cos(\delta\phi)$ 、 $S = \sin(\delta\phi)$ と定義し、マトリックス表示を使用すれば変調器の出力信号は次のようになる。

$$[\cos(\omega t) \quad \sin(\omega t)] \begin{bmatrix} C & -S \\ -S & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & 1/A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix}$$

好ましいフォームは次のとおりである。

$$[\cos(\omega t) \quad \sin(\omega t)] \begin{bmatrix} I_0 \\ Q_0 \end{bmatrix}$$

よって、次の式が必要となることが理解できよう。

$$\begin{bmatrix} C & -S \\ -S & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & 1/A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_0 \\ Q_0 \end{bmatrix}$$

この式は下記の時に満たされる。

$$\begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix} = \frac{1}{C^2 - S^2} \begin{bmatrix} 1/A & 0 \\ 0 & A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C & S \\ S & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_0 \\ Q_0 \end{bmatrix}$$

共通要素 $C / (C^2 - S^2)$ は振幅全体の大きさを決めるものであるので、これは消去できる。同様に、右辺を $C = \cos(\delta\phi)$ で割り、 $T = \tan(\delta\phi) = S/C$ と定義できるので、次の結果となる。

$$\begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/A & 0 \\ 0 & A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & T \\ T & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_0 \\ Q_0 \end{bmatrix}$$

この式は次のように非マトリックス状に表すことができる。

$$I = (I_0 + TQ_0)/A$$

$$Q = (Q_0 + TI_0)A.$$

これまでの数学的な解析は I_0 に Q_0 の端数 T を加え、 A で割り、 Q_0 に I_0 の端数 T を加え、 A で乗算すれば、変調器の結果に係わらず所望の変調を行うことができることを証明している。

これまでの分析から除かれる欠点は搬送波のアンバランスであり、これは I および Q から訂正すべき搬送波のアンバランス量に等しい定数 K_i および K_q を引くだけで考慮することができる。従って、デカルト座標形式の I および Q のための最終公式は次のとおりとなる。

$$I = (I_0 + TQ_0)/A - K_i$$

$$Q = (Q_0 + TI_0)A - K_q.$$

本発明によれば、訂正ファクター A 、 T 、 K_i および K_q は、変調評価受信機により変調器の出力波形をサンプリングし、これらサンプルをデジタル信号プロセッサに送り、 I および Q 変調信号を発生し、上記のようなプリ訂正を実行することにより決定する。

一般に、変調評価受信機は送信機の直交変調器が実際に発生する I および Q の値を測定するための手段と、訂正ファクターを決定するよう、測定された I および Q の値と理想的な I および Q の値を比較するための手段を有していなければならない。しかしながら従来の受信機は、通常、無線信号を送信機が使用し、逆に働く同じタイプの直交変調回路を使用して I および Q 成分に分解している。上記のように、このケースでは変調器における誤りと復調器における誤りとを区別することは不可能である。

このような誤りが区別できないことを解消するため、本発明の1つの特徴による変調評価受信機はデカルト座標形式の I および Q 成分の代わりに送信機の信号

の位相およびその振幅の対数を測定するよう、対数-極座標形式の信号処理を利用している。デジタル化の後に、受信機は測定値を数値的に対数-極座標形式から所望のデカルト座標形式へ変換する。対数-極座標形式信号の処理は、米国特許第5,048,059号に記載されているので、これを参考例として引用する。

所望の I および Q の値の組、すなわち I_j および Q_j (ここで $j = 1, \dots, N$) な

らびに対応する測定された I および Q の値、すなわち I'_j および Q'_j が当てられた場合の訂正ファクタを推定するための簡単な方法は次のように仮定した場合、下記のとおりとなる。

$$I'_j = BI_j - BTQ_j + K_i \quad (1)$$

および

$$Q'_j = CQ_j - CTI_j + K_q \quad (2)$$

と、仮定する。上記式 (1) および (2) を満たす B 、 C 、 $T = \tan(\delta\phi)$

K_i および K_q を見つけることが好ましい。

まず所望の I_j および Q_j を 2 つのサブセット、すなわち I_j の正の値しか含まない第 1 のサブセット $\{I_j^{pos}, Q_j^{pos}\}$ と、 I_j の負の値しか含まない第 2 のサブセット $\{I_j^{neg}, Q_j^{neg}\}$ に分ける。一方のサブセットが他方のサブセッ

トよりも大きい値を含む場合より、双方のサブセットで N_1 の値 (ここで N_1 は小さいほうのサブセット内の値に等しい) しか使用しない。

正のサブセット $\{I_j^{pos}, Q_j^{pos}\}$ における I_j の N_j の値の合計を I_{s1} と定義する。

$$I_{s1} = \sum_{j=1}^{N_1} I_j^{pos}$$

正のサブセット $\{I_j^{pos}, Q_j^{pos}\}$ における Q_j の N_j の値の合計を Q_{s1} と定義する。

$$Q_{s1} = \sum_{j=1}^{N_1} Q_j^{pos}$$

正のサブセット $\{I_j^{pos}, Q_j^{pos}\}$ に対応するサブセット $\{I_j'^{pos}, Q_j'^{pos}\}$ における I_j' の N_j の値の合計を I_{s1}' と定義する。

$$I_{s1}' = \sum_{j=1}^{N_1} I_j'^{pos}$$

正のサブセット $\{I_j^{pos}, Q_j^{pos}\}$ に対応するサブセット $\{I_j'^{pos}, Q_j'^{pos}\}$ における Q_j' の N_j の値の合計を Q_{s1}' と定義する。

$$Q_{s1}' = \sum_{j=1}^{N_1} Q_j'^{pos}$$

I_{s1} を得るよう加算された I の値のすべては、正の値となるように選択され、 Q_{s1} を得るよう加算された対応する Q の値の符号は相関性がないので、一般に I_{s1} は Q_{s2} よりも大きくなる。

負のサブセット $\{I_j^{neg}, Q_j^{neg}\}$ における I_j の N_j の値の合計を I_{s2} と定義する。

$$I_{s2} = \sum_{j=1}^{N_1} I_j^{neg}$$

負のサブセット $\{I_j^{neg}, Q_j^{neg}\}$ における Q_j の N_1 の値の合計を Q_{s2} と定義する。

$$Q_{s2} = \sum_{j=1}^{N_1} Q_j^{neg}$$

同様にして負のサブセット $\{I_j^{neg}, Q_j^{neg}\}$ に対応するサブセット $\{I_j'^{neg}, Q_j'^{neg}\}$ における I_j' の N_1 の値の合計を I_{s2} と定義する。

$$I_{s2}' = \sum_{j=1}^{N_1} I_j'^{neg}$$

負のサブセット $\{I_j^{neg}, Q_j^{neg}\}$ に対応するサブセット $\{I_j'^{neg}, Q_j'^{neg}\}$ における Q_j' の N_1 の値の合計を Q_{s2}' と定義する。

$$Q_{s2}' = \sum_{j=1}^{N_1} Q_j'^{neg}$$

I_{s2} を得るよう加算された I の値のすべては、負の値となるように選択され、 Q_{s2} を得るよう加算された Q の値の符号は相関性がないので、一般に I_{s2} の大きさは Q_{s2} の大きさよりも大きくなる。

正のサブセット $\{I_j^{pos}, Q_j^{pos}\}$ に対応するサブセット $\{I_j'^{pos}, Q_j'^{pos}\}$ における I_j' の N_1 の値の合計は、上記式 (1) から次のようになる。

$$I_{s1}' = BI_{s1} - BTQ_{s1} + N_1 K_1 \quad (3)$$

負のサブセット $\{I_j^{neg}, Q_j^{neg}\}$ に対応するサブセット $\{I_j'^{neg}, Q_j'^{neg}\}$ における I_j' の N_1 の値の合計は、上記式 (1) から次のようになる。

$$I_{s2}' = BI_{s2} - BTQ_{s2} + N_1 K_1 \quad (4)$$

式 (3) から式 (4) を引き、 K_1 を消去すると、次の式が得られる。

$$B = \frac{(I_{s1}' - I_{s2}') + BT(Q_{s1} - Q_{s2})}{(I_{s1} - I_{s2})} = \frac{(I_{s1}' - I_{s2}')}{(I_{s1} - I_{s2})} \left[1 - \frac{T(Q_{s1} - Q_{s2})}{(I_{s1} - I_{s2})} \right]^{-1}$$

T は小さく、 $(Q_{s1} - Q_{s2})$ は $(I_{s1} - I_{s2})$ よりも小さいので、上記 B の式の右辺における T の古い (または初期の) 値を置換することによって B を適当に解くことができる。

次に、所望の I_1 、および Q_1 を 2 つのサブセット、すなわち Q_1 の正の値しか含まない第 1 のサブセット $\{I_j^{pos}, Q_j^{pos}\}$ と、 Q_1 の負の値しか含まない第

2のサブセット $\{I_j^{pos}, Q_j^{pos}\}$ に分ける。一方のサブセットが他方のサブセットよりも大きい値を含む場合より、双方のサブセットで N_2 の値（ここで N_2 は小さいほうのサブセット内の値に等しい）しか使用しない。

正のサブセット $\{I_j^{pos}, Q_j^{pos}\}$ における I_j の N_2 の値の合計を I_{s3} と定義する。

$$I_{s3} = \sum_{j=1}^{N_2} I_j^{posQ}$$

正のサブセット $\{I_j^{pos}, Q_j^{pos}\}$ における Q_j の N_2 の値の合計を Q_{s3} と定義する。

$$Q_{s3} = \sum_{j=1}^{N_2} Q_j^{posQ}$$

正のサブセット $\{I_j^{pos}, Q_j^{pos}\}$ に対応するサブセット $\{I_j'^{pos}, Q_j'^{pos}\}$ における I_j' の N_2 の値の合計を I_{s3}' と定義する。

$$I_{s3}' = \sum_{j=1}^{N_2} I_j'^{posQ}$$

正のサブセット $\{I_j^{pos}, Q_j^{pos}\}$ に対応するサブセット $\{I_j'^{pos}, Q_j'^{pos}\}$ における Q_j' の N_2 の値の合計を Q_{s3}' と定義する。

$$Q_{s3}' = \sum_{j=1}^{N_2} Q_j'^{posQ}$$

Q_{s3} を得るよう加算された Q の値のすべては、正の値となるように選択され、 I_{s3} を得るよう加算された対応する I の値の符号は相関性がないので、一般に Q_{s3} は I_{s3} よりも大きくなる。

負のサブセット $\{I_j^{neg}, Q_j^{neg}\}$ における I_j の N_2 の値の合計を I_{s4} と定義する。

$$I_{s4} = \sum_{j=1}^{N_2} I_j^{negQ}$$

負のサブセット $\{I_j^{neg}, Q_j^{neg}\}$ における Q_j の N_2 の値の合計を Q_{s4} と定義する。

$$Q_{s4} = \sum_{j=1}^{N_2} Q_j^{posQ}$$

同様にして負のサブセット $\{I_j^{negQ}, Q_j^{negQ}\}$ に対応するサブセット $\{I'_j{}^{negQ}, Q'_j{}^{negQ}\}$ における I'_j の N_2 の値の合計を I'_{s4} と定義する。

$$I'_{s4} = \sum_{j=1}^{N_2} I'_j{}^{negQ}$$

負のサブセット $\{I_j^{negQ}, Q_j^{negQ}\}$ に対応するサブセット $\{I'_j{}^{negQ}, Q'_j{}^{negQ}\}$ における Q'_j の N_2 の値の合計を Q'_{s4} と定義する。

$$Q'_{s4} = \sum_{j=1}^{N_2} Q'_j{}^{negQ}$$

Q_{s4} を得るよう加算された Q の値のすべては、負の値となるように選択され、 I_{s4} を得るよう加算された対応する I の値の符号は相関性がないので、一般に Q_{s4} の大きさは I_{s4} の大きさよりも大きくなる。

正のサブセット $\{I_j^{posQ}, Q_j^{posQ}\}$ に対応するサブセット $\{I'_j{}^{posQ}, Q'_j{}^{posQ}\}$ における Q'_j の N_2 の値の合計は、上記式 (2) から次のようになる。

$$Q'_{s3} = CQ_{s3} - CTI_{s3} + N_2K_q \quad (5)$$

負のサブセット $\{I_j^{negQ}, Q_j^{negQ}\}$ に対応するサブセット $\{I'_j{}^{negQ}, Q'_j{}^{negQ}\}$ における Q'_j の N_2 の値の合計は、上記式 (2) から次のようになる。

$$Q'_{s4} = CQ_{s4} - CTI_{s4} + N_2K_q \quad (6)$$

式 (5) から式 (6) を引き、 K_q を消去すると、次の式が得られる。

$$C = \frac{(Q'_{s3} - Q'_{s4}) + CT(I_{s3} - I_{s4})}{(Q_{s3} - Q_{s4})} = \frac{(Q'_{s3} - Q'_{s4})}{(Q_{s3} - Q_{s4})} \left[1 - \frac{TI_{s3} - I_{s4}}{(Q_{s3} - Q_{s4})} \right]^{-1}$$

T は小さく、 $(I_{s3} - I_{s4})$ は $(Q_{s3} - Q_{s4})$ よりも小さいので、上記 C の式の右辺における T の古い (または初期の) 値を置換することによって C を適当に解くことができる。

同様にして、正のサブセット $\{I_j^{posI}, Q_j^{posI}\}$ に対応するサブセット $\{I'_j{}^{posI}, Q'_j{}^{posI}\}$ における Q'_j の N_1 の値の合計は、上記式 (2) から次のようになる。

$$Q'_{s1} = CQ_{s1} - CTI_{s1} + N_1K_q \quad (7)$$

負のサブセット $\{I_j^{pos}, Q_j^{pos}\}$ に対応するサブセット $\{I_j'^{pos}, Q_j'^{pos}\}$ における Q_j' の N_1 の値の合計は、上記式 (2) から次のようになる。

$$Q'_{s2} = CQ_{s2} - CT_{s2} + N_1 K_q \quad (8)$$

式 (7) から式 (8) を引き、 K_q を消去すると、次の式が得られる。

$$T = \frac{(Q'_{s2} - Q'_{s1}) + C(Q_{s1} - Q_{s2})}{C(I_{s1} - I_{s2})}$$

更に、正のサブセット $\{I_j^{neg}, Q_j^{neg}\}$ に対応するサブセット $\{I_j'^{neg}, Q_j'^{neg}\}$ における I_j' の N_2 の値の合計は、上記式 (1) から次のようになる。

$$I'_{s3} = BI_{s3} - BTQ_{s3} + N_2 K_i \quad (9)$$

負のサブセット $\{I_j^{pos}, Q_j^{pos}\}$ に対応するサブセット $\{I_j'^{pos}, Q_j'^{pos}\}$ における I_j' の N_2 の値の合計は、上記式 (1) から次のようになる。

$$I'_{s4} = BI_{s4} - BTQ_{s4} + N_2 K_i \quad (10)$$

式 (9) から式 (10) を引き、 K_i を消去すると、次の式が得られる。

$$T = \frac{(I'_{s4} - I'_{s3}) + B(I_{s3} - I_{s4})}{B(Q_{s3} - Q_{s4})}$$

上記 T の式において、上記 B および C の更新された解を使用すると、 T の更新された解が得られる。最後に、式 (1) および (2) における新しい値 A^{new} 、 B^{new} および T^{new} を置換し、 I_j 、 Q_j および I_j' 、 Q_j' のすべての N の値を加算すると、 K_i に対する新しい解が得られる。

$$K_i^{new} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N [I_j' + B^{new}(T^{new} Q_j - I_j)]$$

K_q に対しては次の解が得られる。

$$K_q^{new} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N [Q_j' + C^{new}(T^{new} I_j - Q_j)]$$

自己調節直交変調器

第3図に上記方法を実行する自己調節直交変調器が示されている。第1デジタル信号プロセッサ110は送信すべき情報信号を受け、この情報を使用する変調技術に従って I および Q 波形に変換する。これら I および Q 波形は直交変調器1

14が必要とするような（それぞれIおよびQ波形に対し）デジタル→アナログ

(D/A) コンバータ112、113を使用し、デジタル信号プロセッサ110により発生される数値からアナログ波形へと変換される。参考例として引用する米国特許出願第07/967,27号には、直交変調器の特徴および高ビットレートのデルタ-シグマ変調の利点が記載されている。高ビットレートのデルタ-シグマ変調ビットレートは多数のビットに対する移動平均電圧を取ることにによりこれらが示すアナログ電圧に容易に変換される。このような変換はビットレートの何分の1かであり、所望するすべての変調成分を通過するのに十分なバンド幅を有する連続時間ローパスフィルタによって行われる。バランスのとれた信号構成とするにはバランスのとれたフィルタを使用する。

直交変調器用の集積回路は、例えばヒューレットパッカード社（部品番号MX2001）およびシーメンス社（部品番号PMB2200）より市販されている。これら回路はバランスのとれたIおよびQ入力端を有する。I、Qの数値をアナログ波形に変換するのに、高ビットレートのデルタ-シグマ変調を使用する代わりに、従来のD/Aコンバータ、例えば8または12ビットのデバイスを使用する場合、変調器の±Iおよび±Q入力端をドライブするのに4つのマッチングのとれたデバイスが必要であるか、またはバランスのとれた出力を有する一対のデバイスが必要となる。しかしながら、デルタ-シグマ技術はより大きなデジタル集積回路の一部として集積化できるので、従来のD/Aコンバータを使用することによって生じた複雑さを解消できる。

混合器と適当なバンドパスフィルタを備えたアップコンバータ115は、直交変調器114が最適に作動する中間周波数から送信周波数へ直交変調器114の出力を変換する。パワーアンプ116、117はパワーレベルを所望の送信レベルまで上げる。カプラー118は変調後送信列内の適当な点から変調された送信信号のサンプルを抽出する。第3図では、このサンプルは最終送信パワーアンプ117の直前で最終周波数にて抽出されるので、このサンプルはダウンコンバータ119により予定する変調との比較をするため、適当な周波数まで下げられるように変換される。局部発振器周波数シンセサイザ120はアップコンバータ1

15 およびダウンコンバータ119の双方をドライブするよう、適当に使用できる。これと異なり、別のシンセサイザが図示するように、使用される他の周波数

f_1 から f_s までのすべてを発生する基準周波数発生器121の出力を使用して、その周波数を発生することを条件にダウンコンバータ119および別の局部発振器周波数シンセサイザによりダウンコンバージョンを実行できる。変調後の送信列内で遅くに信号をサンプリングすることにより、変調器の後の部品で生じた誤りを訂正することが可能となると解される。

カプラー118により変調後の送信信号から抽出されたダウンコンバートされた信号サンプルは、中間周波数アンプ122を使用して対数-極座標(log-polar)デジタル化を受け、これにより信号サンプルの瞬間的な振幅の自然対数にほぼ比例した出力信号のみならず、瞬間的な信号位相情報を保存する、ハード限定された(hard limited)信号が発生される。対数振幅信号は適当なアナログ-デジタル(A/D)コンバータ123によりデジタル化され、ハード限定された位相保存信号は適当な位相デジタイザ124によりデジタル化される。位相デジタイザ124は参考例として引用する米国特許第5,148,373号に記載されているように、有利に製造できる。

A/Dコンバータ123は8ビットの精度を有する逐次近似タイプのものに行うことができる。これとは異なりコンバータ123はまず高ビットレートのデルタ-シグマ変調を利用してこの信号をデジタル化し、その後、デシメーションフィルタにより高ビットレートのデルタ-シグマビットレートを二進数のより低いレートのビットストリームへダウンサンプリングしてもよい。高ビットレートのデルタ変調またはこれと異なる圧伸デルタ変調も使用できるが、後方に数値再積分することにより暗示微分(implicit differentiation)(すなわち対数振幅信号の変化レートを測定する)を行う必要はない。この後者の技術はより小さな振幅変化を容易に分解できる。この分解率はほとんど振幅変調成分のない変調では重要である。

A/Dコンバータ123および位相デジタイザ124からの対数-極座標デジタル化された信号サンプルは、第2のデジタル信号プロセッサ125へ送られ、

このプロセッサ125の第1デジタル信号プロセッサ110から所望する(訂正されていない)IおよびQ変調信号を受ける。この第2デジタル信号プロセッサ125は対数-極座標からデカルト座標への変換をする前に、位相サンプルに対

し数値位相オフセット値を加えるモジュロ 2π による信号サンプルの位相整合を実行する。第2デジタル信号プロセッサ125は次に、上記のような適当なプロセスを使用して、位相整合した対数-極からデカルト座標に変換された信号サンプルと所望するIおよびQの変調値とを比較し、訂正ファクタを決定する。この訂正ファクタは第1デジタル信号プロセッサ110へ送られる。この第1プロセッサ110では、訂正ファクタを使って変調および送信のための訂正された自己調節されたIおよびQ波形を発生する。位相整合定数($\pm\delta\phi$)も上記技術と同様な技術によって更新でき、このサイクルを繰り返すことによって逐次訂正值を発生する。当然ながら、プロセッサ110および125の機能は適当に可能な信号プロセッサによって実行できる。適当なデジタル信号処理チップとしては、例えばテキサスインスツルメンツ社によって製造されているモデルNo. TMS320C50があり、この部品は少なくとも20MIPSの命令速度で作動できる。

IおよびQ変調器の理想的でない特徴および欠点は、かなりの期間にわたってほぼ一定である。すなわち、例えば温度変化により極めてゆっくりと変化するので、訂正ファクタは連続的に更新する必要はないと解される。他方、この訂正ファクタは条件が求めるならばほとんど連続的に更新でき、訂正ファクタを随時更新してもシステムはこれまで知られているすべてに対し1回だけ固定された補償変調器調節よりもより応答性があり、対話性があり、正確となる。本発明は特に参考例として引用した米国特許および特許出願に記載されているような直交コーディングを利用する減算的CDMAシステムと共に使用すると特に有利である。次に、従来のCDMAシステムで行われているコーディングおよびデコーディング方法における波形例を示している第4~6図に示された信号グラフを参照してCDMA変調技術について説明する。第7図には、第4~6図の波形例を参照して減算的CDMA復調技術の改善された性能が示されている。

第4図に信号グラフ(a)および(d)として示された2つの異なるデータストリームは、2つの別個の通信チャンネルを通して伝送すべきデジタル化情報を示す。情報信号1は信号1に一義的であり信号グラフ(b)に示された高ビットレートのデジタルコードを用いて変調される。説明上、ビットなる用語は情報信号のうちの二進数または記号を意味するものとする。また、ビット期間なる用語

は情報信号のうちの1ビットが開始し終了するまでの時間を意味するものであり、チップなる用語は、高ビットレートのコード信号のうちの二進数を意味するものとする。従って、チップ期間なる用語はコード信号のうちの1チップが開始してから終了するまでの時間を意味する。当然ながらビット期間はチップ期間よりも長い。信号グラフ(c)には基本的には2つの信号波形の積であるこのような変調の結果が示されている。ブール表示では2つの二進波形の変調は基本的には排他的OR演算であり、信号グラフ(d) - (f)に示されるように、情報信号2に対して同様な一連の演算が実行される。当然ながら実際にはセルラー電話通信に利用される周波数スペクトルにわたって3つ以上のコード化された情報信号が拡散される。

各コード化された信号は多数の変調技術のうちの1つ、例えばQPSKを使用してRF搬送波を変調するのに使用される。セルラー電話システムでは、各変調された搬送波はエアインターフェースを通して送信される。無線受信機、例えばセルラーベース局では割り当てられた周波数バンド幅内で重なり合った信号のすべてが共に受信される。第5図の信号グラフ(a) - (c)に示されるように、別々にコード化された信号が加えられ、複合信号波形(グラフ(c))が形成されている。

受信された信号が適当なベースバンド周波数に復調された後、複合信号のデコードが行われる。情報信号1は第5(c)図に示されているように、受信された複合信号と信号グラフ(d)に示された信号1を変調するのに最初に使用された一義的なコードとを乗算することによってデコード、すなわち拡散解除できる。この結果得られた信号は信号の各情報ビット期間のパリティ(高または低、+1または-1、1または0)を決定するように分析される。この受信機のコード発

生器が送信されたコードにどのように時間同期されるかの詳細については、当技術分野では知られていることである。

これら決定は、各ビット期間中のチップ極性の平均または多数決を取ることによって行うことができる。このようなハードな判断方法は信号に不明瞭さが無い限り認められる。例えば信号グラフ (f) では第1ビット期間中に平均チップ値が+1.00であり、ビット極性が+1であることが示されている。同様に、第

3ビット期間中、平均チップ値は+0.75であり、ビット極性も+1である可能性が最も高い。しかしながら第2ビット期間では平均チップ値は0であり、多数決または平均値のテストを行うと、許容可能な極性値を与えることはできない。

かかる不明瞭な状況では、ビット極性を決定するのにソフトな判断プロセスを利用しなければならない。例えば、拡散解読 (デスプレッド) 後の受信信号に比例したアナログ電圧を単一情報ビットに対応するチップ期間数にわたって積分してもよい。積分の結果の符号すなわち極性は、ビット値が+1または-1であることを表示する。

第6図の信号グラフ (a) - (d) には、信号1に類似する信号2のデコード化が示されている。しかしながらデコード化後はビット極性が不明瞭な状況ではない。

理論的にはこのデコード化方法は複合信号を構成するどの信号をデコードするのにも使用できる。理想的には、デジタル拡散コードが不要信号に直交している時、不要干渉信号の寄与が最小となることが理想的である。(2つの二進シーケンスがそのビット位置の半分で正確に異なっている場合、このシーケンスは直交状態にある。) 不幸なことに、所定のワード長さに対してはある数の直交コードしか存在していない。別の問題は、2つの信号間の相対的な時間整合を厳密に維持しない限り直交性を維持できないことである。ポータブル無線ユニットが常時移動するような通信環境、例えばセルラーシステムでは、精密な時間整合を得ることは困難である。コードの直交性を保証できない時、ノイズの多い信号は異なるコード発生器、例えば移動電話によって発生される実際のビットシーケンスと

干渉し得る。しかしながら、最初にコード化された信号エネルギーと比較する際、通常ノイズ信号のエネルギーは小さい。

処理利得はスペクトル拡散システムの1つのパラメータであり、直接拡散システムに対してはこのパラメータは基礎となる情報ビットレート、すなわち情報ビットまたは信号当たりのチップ数に対する拡散またはコーディングビットレートの比として定義される。従って、処理利得は基本的にはバンド幅拡散比、すなわち拡散コードおよび情報信号のバンド幅の比となる。コードビットレートが高くなればなるほど情報はより広く拡散され、拡散比も大きくなる。例えば、毎秒1

メガビットのコード信号を変調するのに使用される毎秒1キロビットの情報レートは、1000:1の処理利得を有する。例えば第4図に示される処理利得は情報データストリームビットレートに対するコードチップレートの比が8:1である。

処理利得が大きい場合、相関性のないコードを使用して変調されるノイズ信号をデコードする機会が減少する。例えば、敵のジャミング信号の抑制に対抗するため、軍事用に処理利得が使用される。他の環境、例えばセルラーシステムでは、処理利得は同じ通信チャンネルに存在するが、所望のコードと相関性のないコードを使用する他の敵対しない信号を抑制するのに役立つ。減算的CDMA復調技術に関連し、ノイズには敵対する信号と敵対しない信号とがある。ノイズは当該信号、すなわちデコードすべき信号と別の信号として定義できる。信号対妨害波の比が10:1であることが求められ、処理利得が1000:1の場合、上記例を拡張すると、従来のCDMAシステムは同一チャンネルを同じエネルギーの101までの信号が共用できる能力を有する。デコード中、101個の信号のうちの100個の信号が元の干渉パワーの1000分の1まで抑制される。従って、総干渉エネルギーは所望する情報エネルギーの単位と比較して100/1000、すなわち1/10となる。情報信号エネルギーが干渉エネルギーよりも10倍大きい場合、情報エネルギーを正確に相関化できる。

処理利得は必要な信号対干渉比と共に、同一チャンネル内の許容される重なった信号の数を決定する。CDMAシステムの容量の限界が従来の見解のままにな

っていることは、例えばギルハウゼン外による上記論文を読めば認識できよう。

従来のCDMAと対照的に、減算的CDMA復調技術の重要な特徴は、軍事用ジャミング信号の抑制の場合と同じように、スペクトル拡散復調器の処理利得により、敵対しないCDMA信号の抑制を制限しないと認められることである。受信される複合信号に含まれる他の信号のかなりのパーセントは、相関化できない未知のジャミング信号または環境ノイズである。むしろ上記のようなノイズのほとんどは既知のものであり、当該信号のデコーディングを容易にするのに使用される。対応する拡散コードを含むこれらほとんどのノイズ信号の特性が既知であるという事実を減算的CDMA復調技術で使用し、システムの容量および信号デ

コード方法の精度を改善する。複合信号から各情報信号を単にデコードする以外に、減算的CDMA復調技術はデコードされた後に複合信号から各情報信号も除く。残っている信号は複合信号の残りからデコードされるだけである。従って、すでにデコードされた信号は残りの信号のデコードとは干渉しない。

例えば、第7図において、信号2が既に信号グラフ(a)に示されるようにデコードされている場合、信号2のコード化されたフォームは(第4図の信号グラフ(d)および(e)に示されるように信号2のためのコードの第3チップの開始と整合した信号2のための再構成されたデータストリームの第1ビット期間の開始により)再構成でき、(再び受信された複合信号の第4チップと整合した再構成されたコード化された信号2の第1チップにより)信号グラフ(d)内の複合信号から減算し、信号グラフ(e)内にコード化された信号1を残すことができる。このことは、第7図の信号グラフ(e)と、(最初の3つのチップと最後のチップとを除くことによって切り捨てられた)第4図内の信号グラフ(c)とを比較することによって、容易に証明される。コード化された信号1をコード1により乗算し、信号1を再構成することにより信号1を容易に再捕捉する。ここで、信号1および2に対するデータストリームのビット期間は互いに2チップだけシフトされているので、第7図の信号グラフ(f)内に示された捕捉された信号1の第1ビット期間には6つの+1チップしかないことに留意されたい。従来のCDMAデコーディング方法は信号1の第2ビット期間における情報ビットの

パリティが第5図の信号グラフ(f)内では+1であるのか-1であるのか決定できないが、減算的CDMA復調技術のデコード方法では、複合信号から信号2を除くだけでこのような不明瞭性を有効に解決できることが重要である。

次に、第8(a)、8(b)図を参照して、一般的なCDMAシステムについて説明する。第8(a)図に示された送信機ではスピーチ信号のような情報ソースが従来のソースコード20内でアナログフォーマットからデジタルフォーマットへ変換される。送信機のソースコード20によって発生されるデジタルビットストリームは送信のバンド幅またはビットレートを増す冗長性を加える送信機の誤り訂正コード22内でさらに処理できる。適当な制御機構、例えばプログラマブルマイクロプロセッサ(図示せず)からの拡散コード選択信号に応答して送信拡散

コード発生器24によって特定の拡散コードが発生される。この拡散コード発生器24は疑似乱数発生器とすることができる。選択された拡散コードは誤り訂正コード22からのコード化された情報信号と共にモジュロ2加算器26内で合計される。2つの二進シーケンスのモジュロ2の加算は本質的には二進ロジックにおける排他的OR演算であることが理解できよう。モジュロ2の合計はコード22からの情報の各ビットを有効に複数のチップに拡散する。

加算器26によって出力されたコード化された信号は変調器28における変調技術、例えばQPSKを使用してRF搬送波を変調するのに使用される。この変調された搬送波は従来の無線送信機30によりエアインターフェースを通して送信される。無線受信機32、例えば第8(b)図に示されたセルラー無線電話ベース局において、割り当てられた周波数バンド内で重なり合った複数のコード化された信号が複合信号波形として共に受信される。復調器34にてベースバンドに復調された後、この複合信号はデコードされる。個々の情報信号はこの複合信号と受信機の拡散コード発生器36によって発生された対応するユニークな拡散コードとを乗算することによりデコードすなわち拡散解読(デスプレッド)される。このユニークなコードは送信拡散コード発生器24内の情報信号を拡散するよう、最初に使用された拡散コードに対応する。この拡散コードおよび復調された信号は乗算器28によって結合される。いくつかの受信されたチップが送信さ

れた情報の単一ビットを表示しているの、情報ビットの実際の値を得るように特定の数のチップにわたって乗算器38の出力信号を逐次積分できる。上記のように、これらビット値の判断は各ビット期間中のチップの極性の平均値または多数決をとることによって行うことができる。いずれの場合でも、乗算器38の出力信号は結局は受信機の誤り訂正コード40へ印加され、このコードは送信機の誤り訂正コード22によって行われたプロセスを反転し、総数デコード42によりこの結果生じたデジタル情報をアナログフォーマット（例えばスピーチ信号）が変換される。

上記のように、このデコーディング方法は理論的には複合信号におけるどの信号のデコードにも使用できる。理想的には、デジタル拡散コードが不要信号に直交し、信号間の相対的タイミングが厳密に維持されている時に、不要な干渉信号

の寄与が最小とされる。不幸なことに、一定のワード長さに対し限られた数の直交コードしか存在しておらず、ポータブル無線ユニットがコンスタントに移動するような通信環境、例えばセルラーシステムでは、時間整合を行うことが困難である。

好ましいCDMA通信システムでは、誤り訂正コーディングは送信すべき情報の直交または双直交ブロックコーディングに基づいている。直交ブロックコーディングでは送信すべき多数のビット M を 2^N 個の 2^N ビット直交コードワードのうちの1つに変換する。直交コードワードをデコードするに当たり、 $N=2^N$ のコードワードの組のすべての要素との相関化を行う。最も大きな相関性を与えるコードワードの二進インデックスが所望する情報を与える。例えば0-15の番号のついた16個の16ビットコードワードを相関化することにより、10番目の16ビットコードワードで最も相関性が高くなったと仮定すると、基礎となる情報信号は4ビットの二進コードワード1010（これは10進表示の整数10、すなわちインデックス10である）となる。かかるコードは[16、4]の直交ブロックコードとも称され、拡散比 $R=16/4=4$ を有する。コードワードのビットのすべてを反転することにより、コードワードにつき更に1ビットの情報を搬送できる。

かかるコーディングの重要な特徴としては、高速ワルシュ変換 (FWT) デバイスにより組内におけるすべての直交ブロックコードワードとの同時相関化を効率的に行うことができることが挙げられる。例えば、[128、7] ブロックコードのバイア、128個の入力信号サンプルを128点のワルシュスペクトルに変換でき、このスペクトルでは各点は入力信号サンプルと組内のコードワードのうちの1つとの相関値を示す。FWTを使用することが通常、より効率的であるが、ワルシュ変換を計算するようにプログラマブルデジタル信号プロセッサを容易に構成できる。1991年7月25日に出願され、本願出願人に譲渡された、米国特許出願第07/735,805号には、適当なFWTプロセッサが記載されており、この米国特許出願を参考例として引用する。

本発明の好ましい実施例では通信信号はまず7ビットバイトにコード化され、この7ビットバイトは更に128ビットのコードワードを発生するよう、[12

8、7] 直交ワルシュハッドマードブロックコードを使用してコード化される。各特定信号に対するコードワードは各信号にユニークなスクランプリングマスクのモジュロ-2加算によってスクランブル化される。このようにスクランブル化された次にフィルタリングおよび変調によりビットシリアルに送信される。1992年に出願され、本願出願人に譲渡された「モバイル無線通信用マルチアクセスコーディング」を発明の名称とする米国特許出願第07/866,865号には、好ましいシステムが記載されており、ここではこの米国特許出願を参考例として引用する。

I およびQ変調波形へのフィルタリングおよび変換は、同じ周波数チャンネルを使用するすべての信号に対する第1デジタル信号プロセッサ110内で実行することが好ましい。次にIおよびQ波形には各信号を送信すべき相対的信号強度に応じた重みづけファクタを加える。この理由は極端なレンジ内にある遠い移動局からは強い信号強度で送信し、かつベース局に近い移動局に対しては弱い信号強度で送信することが論理的であり、かつ有利であるからである。次に、合計されたIおよびQ波形は上記訂正ファクタを受け、その後、直交変調器114によるその後の直交変調のために第1デジタル信号プロセッサによりD/Aコンバー

タ112、113へ出力される。変調評価受信機によって決定された測定された値との比較を行うよう、第1デジタル信号プロセッサ110から第2デジタル信号プロセッサ125へは、訂正されていないIおよびQ値も出力される。

好ましい実現例ではベース局によって放射された複合CDMA信号のための受信機は、上記の、およびこれまで引用した米国特許および特許出願に記載の減算的CDMA技術を使用する。各移動局は、まず最強信号のスクランプリングマスクによりデスクランブルし、128点のFWTを実行し、どのコードワードが最も確かに送信されたかを検出するよう、128個の変換成分のうちの最大のものを決定することにより、直交コード化された信号のうちの最強信号をデコードする。例えば、最大変換成分を0に等しくなるようにセットすることにより、複合信号から検出されたコードワードを減算し、128点の逆高速ワルシュ変換（IFWT）を実行し、最後にスクランプリングコードを再適用する。次に強度の大きい信号に対応するデスクランプリングコードを使用して、残留複合信号に対し

逐次このようなプロセスを繰り返し、移動局が目的とする信号をデコードするまで繰り返す。このようにして、より強い信号が、重なり合っているより微弱な信号のデコードを阻止しないようになっている。

信号を減算すると、理論的に完全な変調に対応する波形が減算され、残りとして変調プロセスにおける欠陥が残る。本発明のこのような好ましい実施例によれば、送信機の変調の欠陥を訂正するための変調評価受信機として減算的CDMA受信機が使用される。更に、訂正ファクタは直接FWTによって発生される所定の変換成分によって識別できる。

128ビットのスクランブル化されたワルシュハッドマードコードワードをビットシリアルに送信するのに使用される変調法は、好ましくは成形オフセット直交振幅変調法（SOQAM）であり、この方法はI位相に偶数ビットを加え、交互にQ位相に奇数ビットを加えるOQPSK法に関連している。第9図に示されたIおよびQ波形にはSOQAMのためのサンプリング点が表示されている。第9図に示された所望するサンプリング点は、従来どおり基準周波数およびタイミング発生器128によって発生されるクロック信号 f_s 、 f_c の特性を決定するの

に使用される。OQPSK法は上で引用したS. グロンマイヤー外による刊行物に記載されている。

受信機側では、基本的にはFWTを実行する128個のサンプルブロック（これは128個の128ビットのワルシュハッダマードブロックコードワードのうちの1つを示す）を得るため、IチャンネルおよびQチャンネルから交互に信号サンプルを得なければならない。しかしながら、ビット期間ごとに漸次 90° に相当する受信信号の位相のプリ回転を適用することにより、偶数ビットの位相を 0° または 180° 回転する。これにより偶数ビットの半分が反転された状態でIチャンネル内に偶数ビットが残り、奇数ビットの位相が 90° または 270° 回転されると、これによりQチャンネルからIチャンネルへ奇数ビットが回転される。かかるプリ回転の後、同じチャンネル（本例ではIチャンネル）からFWT用のすべての128個のサンプルを収集できる。プリ回転の効果は次のパターン、すなわち $++--++--++--\dots$ に従ってサンプルの符号を変えることであり、このパターンはワルシュハッダマードに基づくコードワードW2

である。従って、検出されたコードワードはワルシュハッダマードコードワードの数学的性質により送信されたコードワードから2をビット状にモジュロ2加算することによってオフセットされる。オフセット2のビット状のモジュロ2の減算により、検出されたコードワードを訂正することは簡単なことである。例えば、128ビットのワルシュハッダマード(Walsh-Hadamard)コードワードW73を送ることにより、10進データブロック73（二進数01001001）を送信すると、プリ回転効果によりデータブロック75（二進数01001011）が検出される。二進数00000010のビット状のモジュロ2の加算は、反転されたデータビットを訂正する。

直交変調器における搬送波のリーク、すなわちIおよびQのオフセットは、送信信号内では一定の搬送波成分として生じ、この成分はスクランブルされていないワルシュハッダマードコードワードW0に対応するが、この搬送波のリーク成分はプリ回転によりスクランブルされていないワルシュハッダマードコードワードW2に対応するように変換される。従って、かかるリークすなわちオフセ

ットは0スクランプリングコードにより複合信号をデスクランブルし、FWTを実行し、変換成分2を変調器のアンバランスとして識別することにより検出できる。複素数とすることができるこの変換成分は送信パスにより導入される任意の位相を含み、この任意の位相は送信された信号のうちの1つの既知の位相に関連させることにより除くことができる。

好ましいシステムでは、重なった信号のうちの最強の信号を移動局と通信する一斉送信（呼び出し）チャンネルとして使用し、この重なった信号のうちの最強の信号は他の信号の位相および上記アンバランスの測定値に関連づけるパイロット信号、すなわち位相基準信号としても使用される。特に、最強の信号をデコードした時の最大の検出された変換成分の複素数の値が S_1 であり、変調器のアンバランスを示すW2変換成分の測定値が複素数 K を生じる場合、形成ファクタとして第1デジタル信号プロセッサ110に戻されるIのリーク成分 K_i およびQのリーク成分 K_q は次のように示される。

$$K_i + iK_q = S_1^* K = (Re(S_1) - iIm(S_1))(Re(K) + iIm(K))$$

IおよびQチャンネルにおける相対的スケーリング誤りの場合に対し、Iチャ

ンネル変調器がQチャンネル変調器よりも大きな信号を発生する場合、Qチャンネル内に最初にあった別の信号サンプルはIチャンネルから生じる介入する信号サンプルよりも振幅が小さくなる。このことはQビットを反転させることにより正しいコードワードと異なる少量の偽のコードワードを加えることに等しく、これによりQビットによる小さな程度の破壊的加算およびIビットによる小さな程度の建設的加算が生じる。従って、このような偽のコードワードはワルシュハッダマードベースのコードワードW1である符号パターン $+-+-+-+-----$ により変更される送信コードワードとなる。従って、偽のコードワードがワルシュハッダマードコードワードの数学的性質により送信されたコードワードから1をビット状にモジュロ2加算することによりオフセットされる。従って、送信されたコードワードからのワルシュハッダマード変換1の成分を決定することにより、IチャンネルとQチャンネルとの間のミススケーリングを識

別し、訂正できる。

このような小さな偽の成分は同じように他の信号から生じる偽の成分によってマスクできるが、これら成分をデコードし、減算すれば、小さい誤り成分を容易に検出できることが理解できよう。更に、重なり合った信号の各々をデコードした後、主要なデコードされたコードワードに対してIとQの相対ミススケーリングを示す成分の値を別個に評価することができる。次に、これら値は128個の信号サンプルの1つのブロックからデコードされたコードワードすべてに対して平均することができるだけでなく、多数の信号ブロックに対しても平均化すべき偽の誤りの上記発生源を平均化する。このように行わない場合、IとQの相対的ミススケーリングを表示する小さい成分をマスクしてしまう。

検出された送信コードワードと位相の合った平均値の成分は、ミススケーリングファクタAを示し、一方、検出されたコードワードに直交する成分が直交変調器内の90°位相分割ネットワーク103内の誤りに対する訂正ファクタTを示す。従って、ワルシュ変換信号デコーダによって与えられる情報をインテリジェントに使用することにより、直交変調器におけるすべての誤りを決定し、第1変調デジタル信号プロセッサ110へ適当な訂正ファクタを送り、第1デジタル信号プロセッサが上記の訂正措置をとるようにすることができる。このように正確に

ベース局によって発生された複合変調信号が所望する理論的フォームを満たすように保証できる。

以上で、本発明の特定の実施例について説明し、図示したが、本発明は添付した請求の範囲のみによって限定されると解すべきである。当業者であれば変更を行うことができるので、本願はここに開示し、請求の範囲に記載した発明の要旨内に入るすべての変更例を含むものである。

【図1】

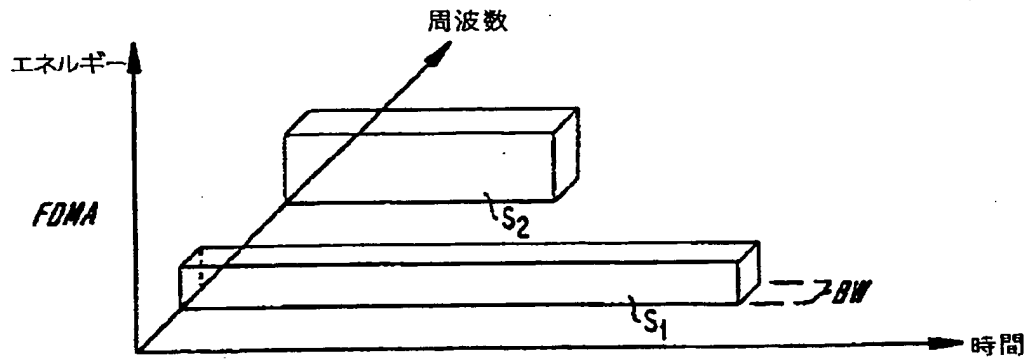


FIG. 1a

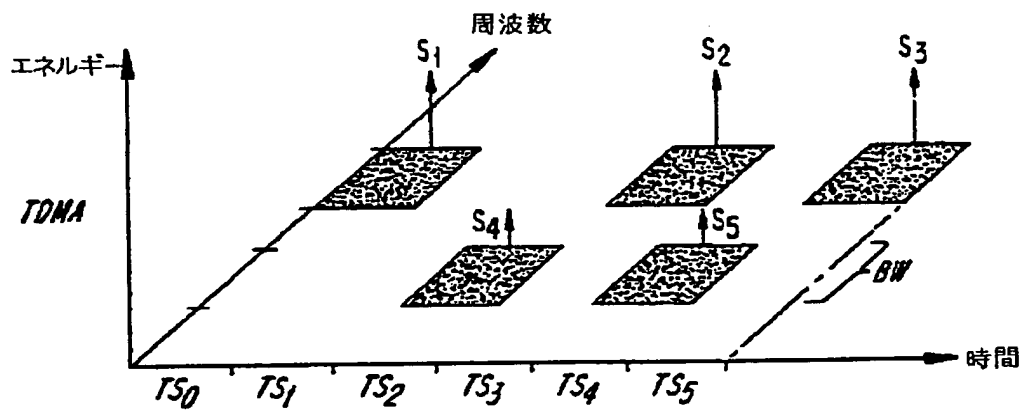


FIG. 1b

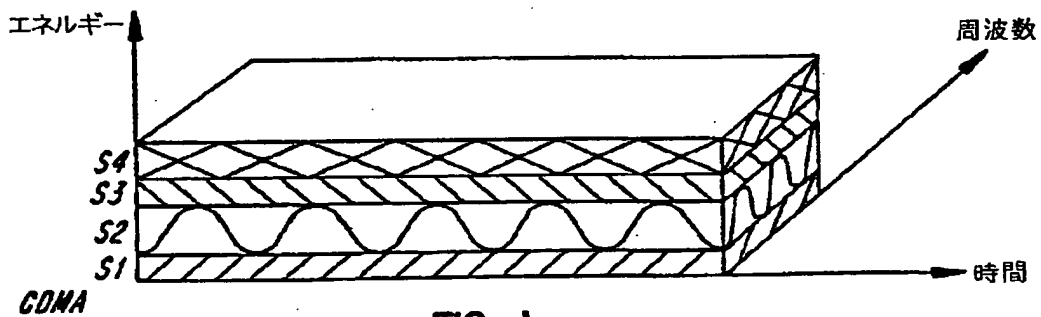
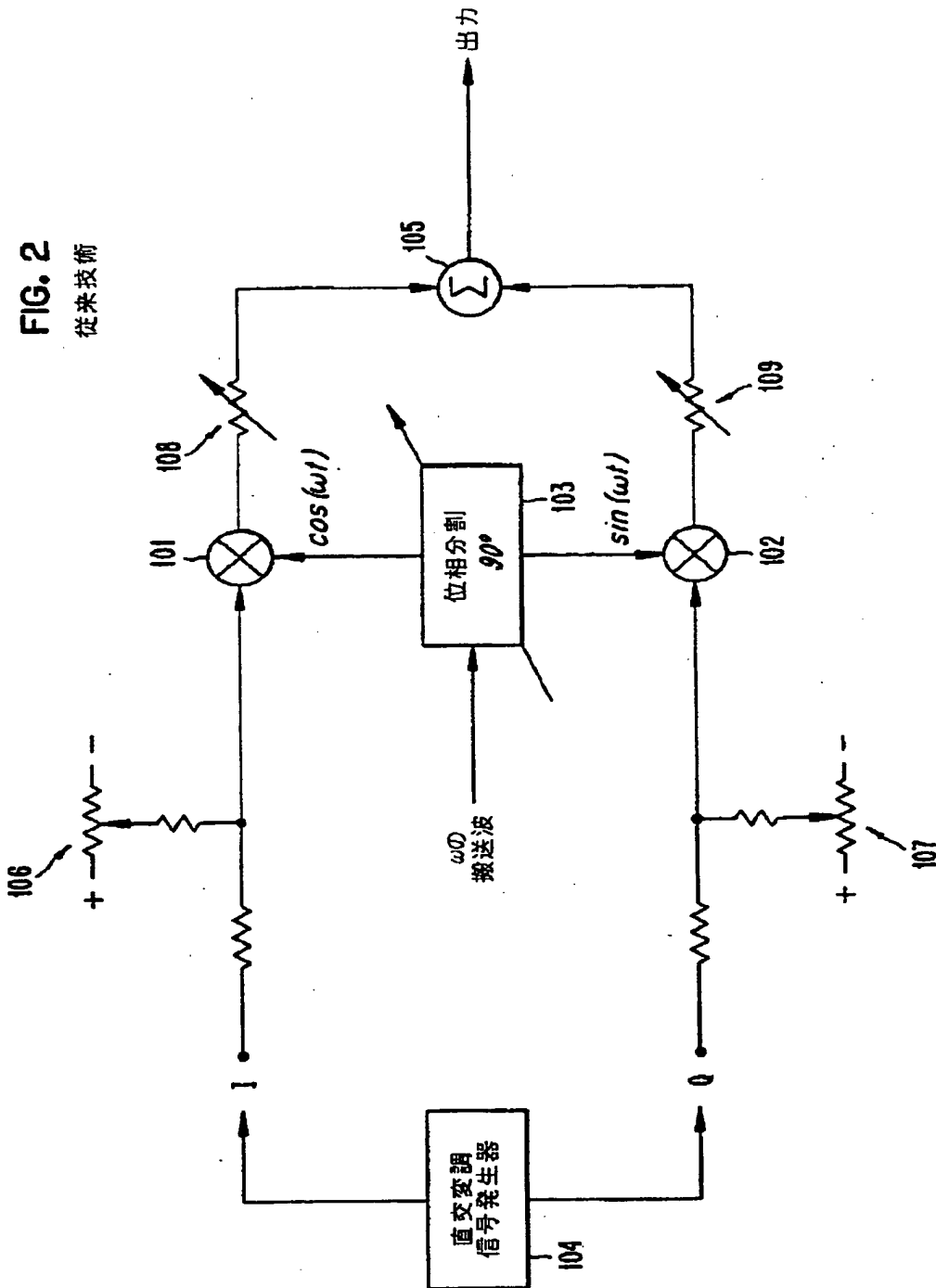


FIG. 1c

【図2】



【図4】

FIG. 4a 信号1のためのデータストリーム



FIG. 4b 信号1のためのコード



FIG. 4c 信号1とコードとの積

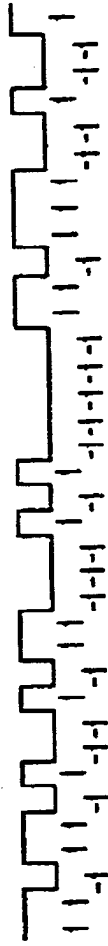


FIG. 4d 信号2のためのデータストリーム



FIG. 4e 信号2のためのコード

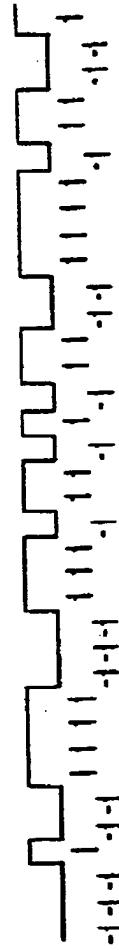
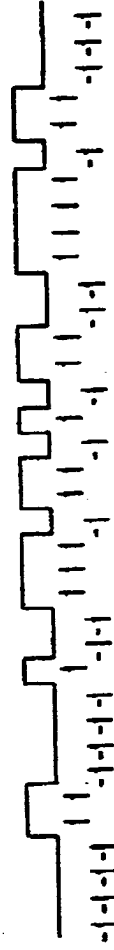


FIG. 4f 信号2とコード2との積



【図7】

FIG. 7a 信号2のための再構成されたデータストリーム



FIG. 7b 信号2のためのコード



FIG. 7c 再構成されたコード化された信号2

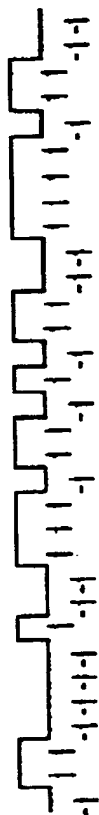


FIG. 7d 受信された複合信号

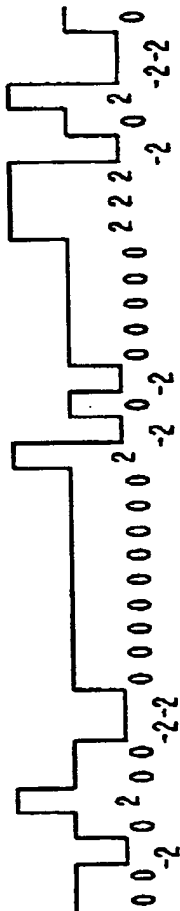


FIG. 7e (合計信号-再構成されたコード化された信号2)の残

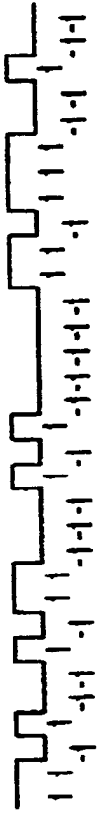
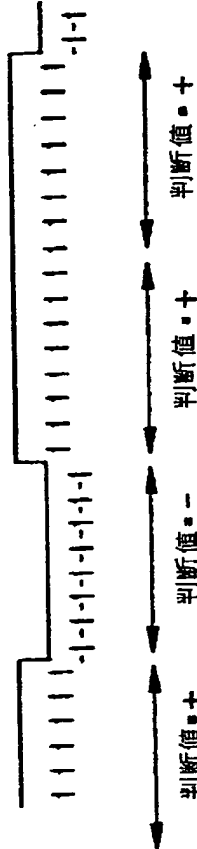


FIG. 7f 減算した残りと信号10のコードとの積



【図8】

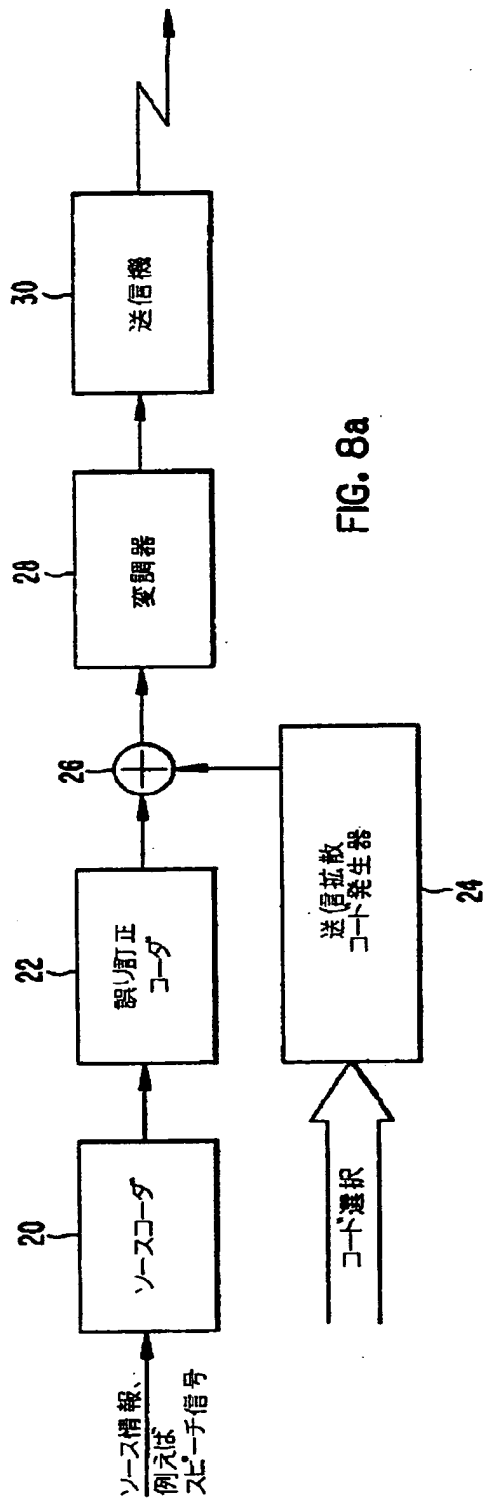


FIG. 8a

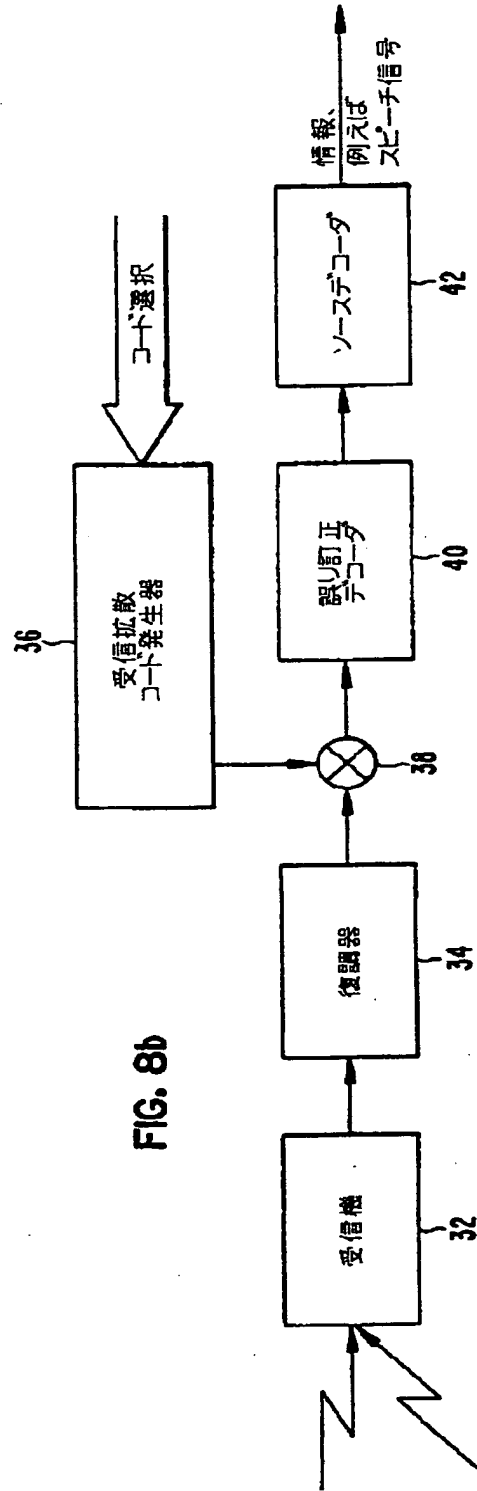
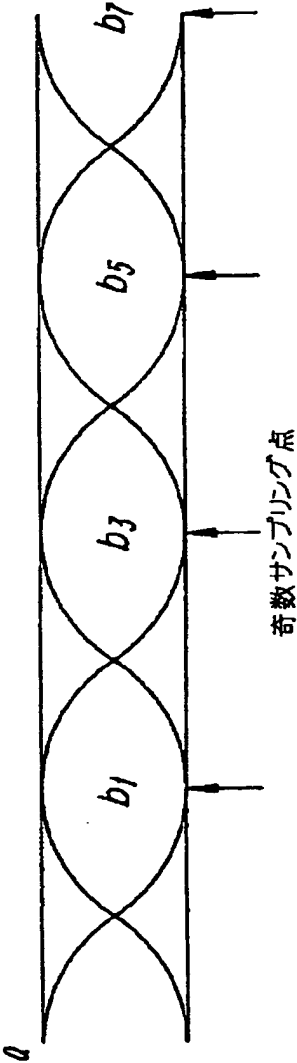
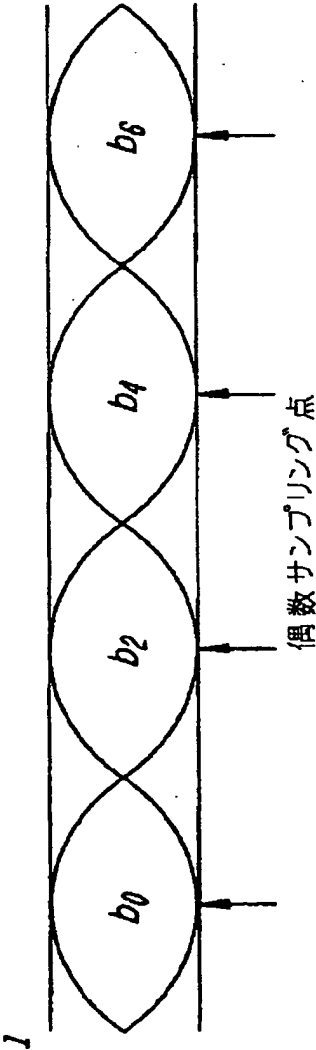


FIG. 8b

【図9】

FIG. 9



【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Int. application No.
PCT/US94/06409

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC(5) Please See Extra Sheet US CL Please See Extra Sheet According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) U.S. 332/100, 101, 102, 103, 104, 105; 375/39, 60, 455/126 Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US, A, 5,012,208 (MAKINEN ET AL) 30 APRIL 1991, SEE THE ABSTRACT.	NONE
<input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input type="checkbox"/> See patent family annex.		
* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier document published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "U" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "A" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 10 AUGUST 1994		Date of mailing of the international search report 17 AUG 1994
Name and mailing address of the ISA/US Commissioner of Patents and Trademarks Box PCT Washington, D.C. 20231 Facsimile No. N/A		Authorized officer DAVID MIS <i>Macaluso</i> Telephone No. (703) 308-4907

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/US94/06409

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
IPC (51)

H03C 3/00, 3/08

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
US CL

332/103; 375/60